

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-344414
 (43)Date of publication of application : 29.11.2002

(51)Int.Cl. H04J 11/00
 H03M 13/41
 H04B 3/06
 H04B 7/005
 H04L 1/00

(21)Application number : 2001-142099

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 11.05.2001

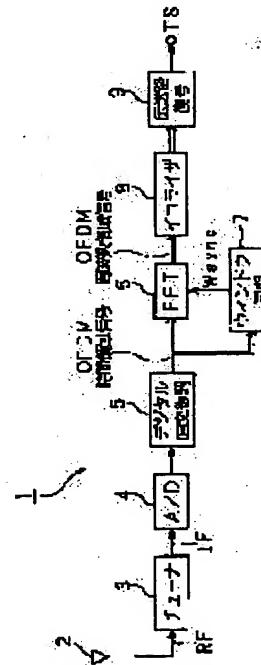
(72)Inventor : IKEDA YASUNARI
 HAN FUMIYASU

(54) OFDM DEMODULATION APPARATUS AND METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve information error rate by accurately estimating the transmission characteristics of transmission lines.

SOLUTION: The OFDM receiver 1 comprises an equalizer 8 for equalizing the waveform of amplitude modulation signals after FFT operation, and a transmission line demodulation circuit 9 having a Viterbi demodulator inside. The OFDM receiver 1 reduces the weighting in branch metric to signals modulated in sub carriers located at the band end of OFDM symbols, rather than signals modulated in sub carriers at the center of the band of OFDM symbols, and lowers the degree of contribution of signals modulated in sub carriers located at the band end of OFDM symbols to state metric, as compared with signals modulated in sub carriers located at the center of the band.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-344414

(P2002-344414A)

(43)公開日 平成14年11月29日 (2002.11.29)

(51)Int.Cl.⁷
H 0 4 J 11/00
H 0 3 M 13/41
H 0 4 B 3/06
7/005
H 0 4 L 1/00

識別記号

F I
H 0 4 J 11/00
H 0 3 M 13/41
H 0 4 B 3/06
7/005
H 0 4 L 1/00

テマコード(参考)
Z 5 J 0 6 5
5 K 0 1 4
A 5 K 0 2 2
5 K 0 4 6

B
審査請求 未請求 請求項の数 8 OL (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2001-142099(P2001-142099)

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 池田 康成

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内

(72)発明者 潘 文安

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内

(74)代理人 100067736

弁理士 小池 晃 (外2名)

(22)出願日 平成13年5月11日 (2001.5.11)

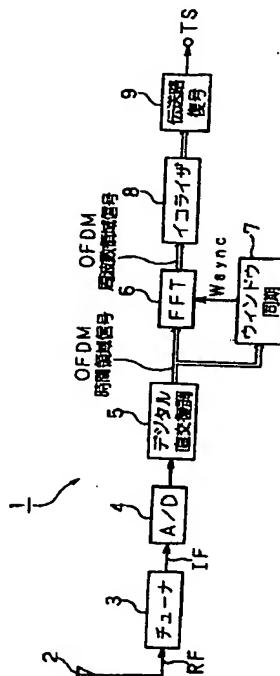
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 OFDM復調装置及び方法

(57)【要約】

【課題】 高精度に伝送路の伝達特性を推定して情報の誤り率を向上させる。

【解決手段】 OFDM受信装置1は、FFT演算した後の振幅変調信号を波形等化するイコライザ8と、ビタビ復号器を内部に有した伝送路復号回路9とを備えている。OFDM受信装置1は、OFDMシンボルの帯域端に位置するサブキャリアに変調されている信号に対しては、OFDMシンボルの帯域中心のサブキャリアに変調された信号よりも、プランチメトリックの重み付けを軽くして、OFDMシンボルの帯域端に位置するサブキャリアに変調されている信号のステートメトリックへの寄与度を、帯域中心に位置するサブキャリアに変調されている信号よりも低くする。



FS入力済

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 曜み込み符号化された情報系列が複数のサブキャリアに分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であつて且つ特定の位相とされたパイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割(O F D M)信号を復調するO F D M復調装置において、

上記O F D M信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換するフーリエ変換手段と、

上記フーリエ変換して復調された信号から上記パイロット信号を抽出し、抽出した上記パイロット信号を2次元補間して伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づき上記フーリエ変換した信号を波形等化する等化手段と、

上記波形等化した信号のプランチメトリックを発生し、このプランチメトリックに基づきビタビ復号をして情報系列を復号するビタビ復号手段とを備え、

上記ビタビ復号手段は、発生するプランチメトリックに重み付けをし、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて、その重み付けを変化させることを特徴とするO F D M復調装置。

【請求項2】 上記ビタビ復号手段は、上記伝送シンボル内の中央領域に位置するサブキャリアに変調されていた信号のプランチメトリックの重み付けよりも、上記伝送シンボル内の端部領域に位置するサブキャリアに変調されていた信号のプランチメトリックの方の重み付けを軽くすることを特徴とする請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項3】 上記ビタビ復号手段は、上記等化手段内の周波数方向に対する補間を行うフィルタのタップ数と、各信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置とに応じて、プランチメトリックに与える重み付けを変化させることを特徴とする請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項4】 上記ビタビ復号手段は、上記等化手段内の周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値以外の値を補間用のサンプル信号として含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、プランチメトリックの重み付けを軽くすることを特徴とする請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項5】 曜み込み符号化された情報系列が複数のサブキャリアに分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であつて且つ特定の位相とされたパイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割(O F D M)信号を復調するO F D M復

2

調方法において、

上記O F D M信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換し、

上記フーリエ変換して復調された信号から上記パイロット信号を抽出し、抽出した上記パイロット信号を2次元補間して伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づき上記フーリエ変換した信号を波形等化し、

上記波形等化した信号のプランチメトリックを発生し、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて発生するプランチメトリックに重み付けを与え、このプランチメトリックに基づきビタビ復号をして情報系列を復号することを特徴とするO F D M復調方法。

【請求項6】 上記伝送シンボル内の中央領域に位置するサブキャリアに変調されていた信号のプランチメトリックの重み付けよりも、上記伝送シンボル内の端部領域に位置するサブキャリアに変調されていた信号のプランチメトリックの方の重み付けを軽くすることを特徴とする請求項5記載のO F D M復調方法。

【請求項7】 波形等化する際の周波数方向補間フィルタのタップ数と、各信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置とに応じて、プランチメトリックに与える重み付けを変化させることを特徴とする請求項5記載のO F D M復調方法。

【請求項8】 波形等化する際の周波数方向補間フィルタ内に実際の受信値以外の値を補間用のサンプル信号として含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、プランチメトリックの重み付けを軽くすることを特徴とする請求項5記載のO F D M復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、直交周波数分割多重化伝送(O F D M: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式によるデジタル放送等に適用されるO F D M復調装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、デジタル信号を伝送する方式として、直交周波数分割多重方式(O F D M: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と呼ばれる変調方式が提案されている。このO F D M方式は、伝送帯域内に多数の直交する副搬送波(サブキャリア)を設け、それぞれのサブキャリアの振幅及び位相にデータを割り当て、P S K (Phase Shift Keying) やQ A M (Quadrature Amplitude Modulation) によりデジタル変調する方式である。

【0003】 このO F D M方式は、多数のサブキャリアで伝送帯域を分割するため、サブキャリア1波あたりの

50

帯域は狭くなり変調速度は遅くなるが、トータルの伝送速度は、従来の変調方式と変わらないという特徴を有している。また、このO F D M方式は、多数のサブキャリアが並列に伝送されるためにシンボル速度が遅くなるという特徴を有している。そのため、このO F D M方式は、シンボルの時間長に対する相対的なマルチバスの時間長を短くすることができ、マルチバス妨害を受けにくくなる。また、O F D M方式は、複数のサブキャリアに対してデータの割り当てが行われることから、変調時には逆フーリエ変換を行うI F F T (Inverse Fast Fourier Transform) 演算回路、復調時にはフーリエ変換を行うF F T (Fast Fourier Transform) 演算回路を用いることにより、送受信回路を構成することができるという特徴を有している。

【0004】以上のような特徴からO F D M方式は、マルチバス妨害の影響を強く受ける地上波デジタル放送に適用することが広く検討されている。このようなO F D M方式を採用した地上波デジタル放送としては、例えば、ヨーロッパではD V B - T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) という規格が提案され、日本ではI S D B - T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) といった規格が提案されている。

【0005】O F D M方式による送信信号は、図7に示すように、O F D Mシンボルと呼ばれるシンボル単位で伝送される。このO F D Mシンボルは、送信時にI F F Tが行われる信号期間である有効シンボルと、この有効シンボルの後半の一部分の波形がそのままコピーされたガードインターバルとから構成されている。このガードインターバルは、O F D Mシンボルの前半部分に設けられている。例えば、D V B - T規格（2 Kモード）においては、O F D Mシンボル内に、2 0 4 8本のサブキャリアが含まれている。また、有効シンボル内の2 0 4 8本のサブキャリアのうち、1 7 0 5本のサブキャリアにデータが変調されている。また、ガードインターバルは、有効シンボルの例えは1／4の時間長の信号とされている。

【0006】また、各サブキャリアに対する変調方式としてQ A M系の変調を用いるO F D M方式においては、伝送時にマルチバス等の影響により各サブキャリア毎に異なるひずみが生じると、各サブキャリア毎の振幅及び位相の特性が異なるものとなってしまう。そのため、受信側では、各サブキャリア毎の振幅及び位相が等しくなるように、受信信号を波形等化をする必要がある。O F D M方式では、送信側で伝送信号中に所定の振幅及び所定の位相のパイロット信号を伝送シンボル内に散在させておき、受信側でこのパイロット信号の振幅及び位相を監視することで、伝送路の特性を求め、この求めた伝送路の特性により受信信号を等化するようにしている。伝送路の特性を算出するために用いられるパイロット信号のことをスキャッタードパイロット信号（S P）信号と

呼ぶ。

【0007】図8に、D V B - T規格やI S D B - T規格で採用されているS P信号のO F D Mシンボル内における配置パターンを示す。

【0008】D V B - T規格やI S D B - T規格では、サブキャリア方向（周波数方向）に1 2本のサブキャリアに1本の割合でB P S K変調されたS P信号が挿入されている。さらに、D V B - T規格やI S D B - T規格では、S P信号の挿入位置をO F D Mシンボル毎に3サブキャリアずつ周波数方向にシフトさせている。その結果、O F D Mシンボル方向（時間方向）の同一のサブキャリアに対して、4 O F D Mシンボルに1回の割合でS P信号が挿入されることとなる。

【0009】このようにD V B - T規格やI S D B - T規格では、S P信号を空間的に散在させた状態でO F D Mシンボルに挿入し、本来の情報に対するS P信号の冗長度を低くしている。

【0010】ところで、このS P信号を用いて伝送路の特性を算出する場合、S P信号が挿入されたサブキャリア

20 に対してはその特性を特定することはできるが、それ以外のサブキャリア即ち本来の情報が含まれているその他のサブキャリアに対しては、その特性を直接的に算出することはできない。そのため、受信側では、2次元補間フィルタを用いてS P信号をフィルタリングすることにより、本来の情報が含まれている他のサブキャリアの伝送路の特性を推定している。

【0011】通常、2次元補間フィルタを用いた伝送路特性の推定処理は以下のように行われる。

【0012】伝送路特性の推定処理を行う場合、まず、
30 受信したO F D M信号から、情報成分を取り除き、図8に示した位置に挿入されたS P信号のみを抽出する。

【0013】続いて、図9に示すように、抽出したS P信号を時間方向の補間フィルタに入力して時間方向補間処理を行い、各O F D Mシンボル毎に、S P信号が配置されているサブキャリアの伝送路特性を推定する。その結果、図10に示すように、全てのO F D Mシンボルに対して、周波数方向に3サブキャリア毎、伝送路特性を推定することができる。

【0014】続いて、図11に示すように、時間方向に補間したS P信号を周波数方向の補間フィルタに入力して周波数方向補間処理を行い、O F D Mシンボル内の全サブキャリアの伝送路特性を推定する。その結果、受信したO F D M信号の全てのサブキャリアに対して、伝送路特性を推定することができる。

【0015】ここで、補間処理を行う場合、一般的にフィルタの減衰特性や遷移特性を向上させるため、フィルタのタップを多くすることが望ましい。しかしながら、O F D M信号の復調では、時間方向の補間処理にタップ数が多いフィルタを用いると、遅延線の遅延量が非常に大きくなってしまい実装が困難となってしまう。このよ

うな実装上の理由から、OFDM信号の復調では、時間方向フィルタに、ハードウェア規模の小さい0次ホールドフィルタが用いられるのが一般的である。

【0016】一方、OFDM信号の周波数方向の補間処理を行う場合は、時間方向と比較して遅延線の遅延量が小さい。そのため、時間方向フィルタよりもタップ数が多いフィルタを用いて、減衰特性や遷移特性を向上させることができる。

【0017】21タップのFIRフィルタによって周波数方向フィルタを実現した場合の構成例を図12に示す。図12に示すFIRフィルタ200は、第1から第20の20個の遅延素子201～220と、0番目から20番目の21個の乗算器230～250と、加算器251とから構成される。

【0018】このFIRフィルタ200には、入力信号として、3サブキャリア間隔で伝送路特性が推定された信号が、時間方向フィルタから周波数方向（サブキャリア方向）に順次入力される。なお、伝送路の特性が推定されていない部分（本来の情報が含まれている部分）では、0が入力される。

【0019】第1の遅延素子201は、入力信号を1タイミング分遅延させる。第2の遅延素子202は、第1の遅延素子201の出力信号をさらに1タイミング分遅延させる。第3の遅延素子203は、第2の遅延素子202の出力信号をさらに1タイミング分遅延させる。以後、各遅延素子204は、直前の遅延素子の出力信号を1タイミング分遅延させる。すなわち、各遅延素子201～120からは、1～20タイミング分遅延された遅延信号が出力される。また、0番目の乗算器230は遅延されていない入力信号に係数k0を乗算し、1番目の乗算器231は第1の遅延素子201の出力信号に係数k1を乗算し、2番目の乗算器232は第2の遅延素子202の出力信号に係数k2を乗算し、以後、各乗算器232～250は対応する遅延素子203～220の出力信号に係数k3～k20を乗算する。そして、加算器251は、全ての乗算器230～250の乗算出力を加算して出力する。

【0020】そして、各係数k0～k20は、遅延素子の中心位置にあるサブキャリアの伝送路特性を3倍補間するように、予め係数k0～k20が設定されている。

【0021】この結果、このFIRフィルタ200では、OFDMシンボル内の各サブキャリアに対する伝送路特性を推定することができる。

【0022】以上のように時間方向補間フィルタと周波数方向補間フィルタを用いて2次元的な補間処理を施すことにより、全てのサブキャリアにおける伝送路特性を受信側で推定することができる。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】ところで、周波数方向の補間を行う場合、OFDMシンボル単位で、フィルタ

リング処理を完結させなければならない。すなわち、連続したシーケンシャルなデータではなく、ある一定のデータ単位毎に、フィルタリング処理を行わなければならない。

【0024】そのため、周波数方向の補間処理で、OFDMシンボル内の端部分（低周波部分或いは高周波部分）のサブキャリアを補間点とするときには、図13に示すように、OFDMシンボルの帯域外の信号成分が補間用のサンプル信号としてフィルタ内に含まれてしまい、実際に受信した信号が入力されていなければならない位置の遅延素子内に真値を供給することができなかつた。

【0025】一般的に、補間処理を行う場合、所定の位置の遅延素子内に真値を供給できない場合には、そこに適当な値を仮定して補間点を求める。

【0026】しかしながら、適当な値を仮定することにもなって補間の誤差が増大してしまう。従って、伝送路特性の推定値に誤差を生ずることになる。すなわち、図14に示すように、OFDMシンボルの帯域端（低周波数部分及び高周波数部分）における伝送路特性の推定値は、OFDMシンボルの帯域中心部における伝送路特性の推定値と比較して誤差が大きくなってしまう。

【0027】従って、推定した伝送路特性を用いてOFDM信号の受信周波数特性を補正したとしても、OFDM信号の帯域端のサブキャリアで伝送される情報は、C/Nが高くても伝送誤りが増大してしまっていた。

【0028】本発明はこのような状況に鑑みてなされたものであり、伝送誤りを軽減させ、より信頼性の高いデータの復調を行うことができるOFDM復調装置及び方法を提供することを目的とする。

【0029】

【課題を解決するための手段】OFDM信号を伝送する場合、伝送する情報系列に対して送信側で畳み込み符号化が行い、受信側でビタビ復号を行うことによって、伝送路で生じる誤り訂正が行われる。ビタビ復号は、変調方式に依存して一義的に定まる各信号点と実際の受信点との間の尤度を示すプランチメトリックを求め、可能性のあるトレリスの全ての生き残りバスに対して、そのプランチメトリックを累積加算していく。そして、プランチメトリックの累積加算結果が最も少ないバスを選択し、選択されたバスのステートを復号結果として出力する。通常、プランチメトリックは、実際の受信点と、本来の各信号点との距離計算を行うことにより求められる。また、各生き残りバスのプランチメトリックの累積結果を、ステートメトリックと呼ぶ。

【0030】本発明者は、OFDM復調の波形等化処理を行う場合、OFDM信号の特性上、伝送シンボルの帯域端に位置するサブキャリアに変調されている信号が誤り率が高くなることに着目し、伝送シンボルの帯域端に位置するサブキャリアに変調されている信号のステート

メトリックへの寄与度を、帯域中心に位置するサブキャリアに変調されている信号よりも低くすることにより、トータル的に伝送誤りを軽減させ、より信頼性の高いデータの復調を行うO F D M復調装置及び方法を発明した。

【0031】すなわち、本発明にかかるO F D M復調装置は、疊み込み符号化された情報系列が複数のサブキャリアに分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であって且つ特定の位相とされたバイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割（O F D M）信号を復調するO F D M復調装置であって、上記O F D M信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換するフーリエ変換手段と、上記フーリエ変換して復調された信号から上記バイロット信号を抽出し、抽出した上記バイロット信号を2次元補間して伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づき上記フーリエ変換した信号を波形等化する等化手段と、上記波形等化した信号のプランチメトリックを発生し、このプランチメトリックに基づきビタビ復号をして情報系列を復号するビタビ復号手段とを備え、上記ビタビ復号手段は、発生するプランチメトリックに重み付けをし、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて、その重み付けを変化させる。

【0032】このO F D M復調装置では、ビタビ復号を行う際に、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて、発生するプランチメトリックに重み付けを与える。例えば、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値以外の値を含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、つまり、伝送シンボル内の帯域端に位置するサブキャリアに変調された信号に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、つまり、伝送シンボル内の帯域の中央に位置するサブキャリアに変調された信号よりも、ビタビ復号を行う際に求められたプランチメトリックの重み付けを軽くする。

【0033】また、本発明にかかるO F D M復調方法は、疊み込み符号化された情報系列が複数のサブキャリアに分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であって且つ特定の位相とされたバイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割（O F D M）信号を復調するO F D M復調方法であって、上記O F D M信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換し、上記フーリエ変換して復調された信号から上記バイロット信号を抽出し、抽出した上記バイロット信号を2次元補間して伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性に基づき上記フーリエ変換した信号を波形等化

し、上記波形等化した信号のプランチメトリックを発生し、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて発生するプランチメトリックに重み付けを与え、このプランチメトリックに基づきビタビ復号をして情報系列を復号することを特徴とする。

【0034】このO F D M復調方法では、ビタビ復号を行う際に、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内での位置に応じて、発生するプランチメトリックに重み付けを与える。例えば、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値以外の値を含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、つまり、伝送シンボル内の帯域端に位置するサブキャリアに変調された信号に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、つまり、伝送シンボル内の帯域の中央に位置するサブキャリアに変調された信号よりも、ビタビ復号を行う際に求められたプランチメトリックの重み付けを軽くする。

20 【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0036】O F D M方式によるデジタルテレビジョン放送の受信装置（O F D M受信装置）について説明する。図1は、O F D M受信装置のブロック構成図である。この図1では、ブロック間で伝達される信号が複素信号の場合には太線で信号成分を表現し、ブロック間で伝達される信号が実数信号の場合には細線で信号成分を表現している。

30 【0037】O F D M受信装置1は、図1に示すように、アンテナ2と、チューナ3と、A／D変換回路4と、デジタル直交復調回路5と、F F T演算回路6と、ウインドウ同期回路7と、イコライザ8と、伝送路復号回路9とを備えている。

【0038】放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、O F D M受信装置1のアンテナ2により受信され、R F信号としてチューナ3に供給される。

40 【0039】アンテナ2により受信されたR F信号は、チューナ3によりI F信号に周波数変換され、A／D変換回路4に供給される。I F信号は、A／D変換回路4によりデジタル化され、デジタル直交復調回路5に供給される。なお、A／D変換回路4は、D V B-T規格（2 Kモード）においては、このO F D M時間領域信号の有効シンボルを2048サンプル、ガードインターバルを例えば512サンプルでサンプリングされるようなクロックで量子化する。

50 【0040】デジタル直交復調回路5は、所定の周波数（キャリア周波数）のキャリア信号を用いて、デジタル化されたI F信号を直交復調し、ベースバンドのO F D

M信号を出力する。このデジタル直交復調回路5から出力されるベースバンドのOFDM信号は、FFT演算される前のいわゆる時間領域の信号である。このことから、以下デジタル直交復調後でFFT演算される前のベースバンド信号を、OFDM時間領域信号と呼ぶ。このOFDM時間領域信号は、直交復調された結果、実軸成分(Iチャンネル信号)と、虚軸成分(Qチャンネル信号)とを含んだ複素信号となる。デジタル直交復調回路5により出力されるOFDM時間領域信号は、FFT演算回路6及びウインドウ同期回路7に供給される。

【0041】FFT演算回路6は、OFDM時間領域信号に対してFFT演算を行い、各サブキャリアに直交変調されているデータを抽出して出力する。このFFT演算回路6から出力される信号は、FFTされた後のいわゆる周波数領域の信号である。このことから、以下、FFT演算後の信号をOFDM周波数領域信号と呼ぶ。

【0042】FFT演算回路6は、1つのOFDMシンボルから有効シンボル長の範囲(例えば2048サンプル)の信号を抜き出し、すなわち、1つのOFDMシンボルからガードインターバル分の範囲を除き、抜き出した2048サンプルのOFDM時間領域信号に対してFFT演算を行う。具体的にその演算開始位置は、OFDMシンボルの境界から、ガードインターバルの終了位置までの間のいずれかの位置となる。この演算範囲のことをFFTウインドウと呼ぶ。

【0043】このようにFFT演算回路6から出力されたOFDM周波数領域信号は、OFDM時間領域信号と同様に、実軸成分(Iチャンネル信号)と、虚軸成分(Qチャンネル信号)とからなる複素信号となっている。この複素信号は、例えば、16QAM方式や64QAM方式等で直交振幅変調された信号である。OFDM周波数領域信号は、イコライザ8に供給される。

【0044】ウインドウ同期回路7は、入力されたOFDM時間領域信号を有効シンボル期間分遅延させて、ガードインターバル部分とこのガードインターバルの複写元となる信号との相関性を求め、この相関性が高い部分に基づきOFDMシンボルの境界位置を算出し、その境界位置を示すウインドウ同期信号W_{sync}を発生する。FFTウインドウ同期回路7は、発生したウインドウ同期信号W_{sync}をFFT演算回路6に供給する。

【0045】イコライザ8は、スキャッタードバイロット信号(SP信号)を用いて、OFDM周波数領域信号の位相等化及び振幅等化を行う。位相等化及び振幅等化がされたOFDM周波数領域信号は、伝送路復号回路9に供給される。

【0046】伝送路復号回路9は、周波数ディンタリーブ処理、時間ディンタリーブ処理、デマッピング処理、シンボルディンタリーブ処理、ビットディンタリーブ処理、ビタビ復号処理、畳み込みディンタリーブ処理、RSデコード処理、エネルギー逆拡散処理等の伝送路復号

処理を行い、送信されたトランスポストストリームを復元する。

【0047】つぎに、イコライザ8について図2を参照して詳細に説明する。

【0048】イコライザ8は、図2に示すように、SP信号抽出回路11と、時間方向補間フィルタ12と、周波数方向補間フィルタ13と、1/X回路14と、複素乗算回路15とを備えている。

【0049】SP信号抽出回路11は、FFT演算回路6

から出力されたOFDM周波数領域信号が供給される。SP信号抽出回路11は、OFDM周波数領域信号からSP信号のみを抽出する。SP信号は、各OFDMシンボル内に離散的に挿入されており、その挿入位置は予め規格により定められている。SP信号抽出回路11は、シンボル毎に異なるサブキャリア位置にSP信号が挿入されていることから、供給されたOFDM周波数領域信号のシンボル番号を参照し、そのシンボル番号からどのインデックス番号のサブキャリアにSP信号が挿入されているかを規格に基づき算出し、SP信号を抽出する。SP信号抽出回路11は、抽出したSP信号を時間方向補間フィルタ12に供給する。

【0050】時間方向補間フィルタ12は、SP信号を時間軸方向にフィルタリングすることによって補間処理を行い、伝送路特性を推定する。具体的には、この時間方向補間フィルタ12は、実際に抽出されたSP信号の値を3OFDMシンボル分ホールドすることによって、補間処理を行う。時間方向補間処理がされたSP信号は、OFDMシンボル単位で、周波数方向補間フィルタ13に供給される。

【0051】周波数方向補間フィルタ13は、FIR(Finite Impulse Response)フィルタから構成され、SP信号を周波数方向(サブキャリア方向)に補間し、OFDMシンボル内のすべてのサブキャリアに対する振幅及び位相の周波数特性を推定する。すなわち、伝送路の周波数特性H(ω)を推定する。この周波数方向補間フィルタ13により求められた全サブキャリアに対する伝送路の周波数特性H(ω)は、1/X回路14に供給される。

【0052】1/X回路14は、推定された伝送路の周波数特性H(ω)に対して逆数演算を行う。逆数演算が行われた伝送路の周波数特性1/H(ω)は、複素乗算回路15に供給される。

【0053】複素乗算回路15は、FFT演算回路6からOFDM周波数領域信号と、逆演算が行われた伝送路の周波数特性1/H(ω)とを複素乗算をし、波形等化を行う。

【0054】つぎに、イコライザ8内の周波数方向補間フィルタ13の構成について図3を参照して説明をする。

【0055】周波数方向補間フィルタ13は、図3に示

すように、例えば21タップの3倍補間を行うFIRフィルタによって構成される。周波数方向補間フィルタ13は、第1から第20の20個の遅延素子21～40と、0番目から20番目の21個の乗算器50～70と、加算器71とから構成される。

【0056】この周波数方向補間フィルタ13には、入力信号として、3サブキャリア間隔で伝送路特性が推定された信号が、時間方向フィルタから周波数方向（サブキャリア方向）に順次入力される。なお、伝送路の特性が推定されていない部分（本来の情報が含まれている部分）では、0が入力される。

【0057】第1の遅延素子21は、入力信号を1タイミング分遅延させる。第2の遅延素子22は、第1の遅延素子21の出力信号をさらに1タイミング分遅延させる。第3の遅延素子23は、第2の遅延素子22の出力信号をさらに1タイミング分遅延させる。以後、各遅延素子24は、直前の遅延素子の出力信号を1タイミング分遅延させる。すなわち、各遅延素子21～40からは、1～20タイミング分遅延された遅延信号が出力される。また、0番目の乗算器50は遅延されていない入力信号に係数k0を乗算し、1番目の乗算器51は第1の遅延素子21の出力信号に係数k1を乗算し、2番目の乗算器52は第2の遅延素子22の出力信号に係数k2を乗算し、以後、各乗算器52～70は対応する遅延素子23～40の出力信号に係数k3～k20を乗算する。そして、加算器71は、全ての乗算器50～70の乗算出力を加算して出力する。

【0058】そして、各係数k0～k20は、遅延素子の中心位置にあるサブキャリアの伝送路特性を3倍補間するように、予め係数k0～k20が設定されている。

【0059】つぎに、伝送路復号回路9内に設けられるビタビ復号器について図4を参照して説明をする。なお、ここでは、符号化率 $r = 1/2$ の疊み込み符号に対するビタビ復号器の構成を示して説明をするが、本発明は、 $r = 1/2$ に限らず、どのような符号化率に対するビタビ復号器に対しても適用することができる。

【0060】図4に示すビタビ復号器80は、プランチメトリック生成回路81と、メトリック重み付け回路82と、ACS(Add Compare Select)回路83と、バスメモリ84と、制御回路85とを備えて構成される。

【0061】プランチメトリック生成回路81は、入力されたI信号及びQ信号に基づき、OFDM信号のキャリア変調方式に対応した例えば4つのサブセットのプランチメトリックを生成する。例えば、プランチメトリック生成回路81は、キャリア変調方式に依存して一義的に定まる各信号点と、実際のI信号とQ信号とで定まる受信点との間の距離を求め、求めた距離をプランチメトリックとして出力する。プランチメトリック生成回路81から出力された各サブセットのプランチメトリックは、メトリック重み付け回路82に供給される。

【0062】メトリック重み付け回路82は、制御回路85から供給される係数1を、各サブセットのプランチメトリックに乗算する。係数1が乗算されることにより重み付けがされた各プランチメトリックは、ACS回路83に供給される。

【0063】ACS回路83は、ACS回路83は、入力されたプランチメトリックを累積加算し、累積加算していったステートメトリックを比較し、比較した結果によりあるステートに合流するバスを選択し、その選択したバスのメトリックの累積結果を生き残りバスのステートメトリックとして格納する。バスメモリ84は、各ステートの生き残りバス（情報系列）を記憶する。ACS83は、ステートメトリックが最小のバスを選択し、バス選択信号をバスメモリ84に供給して、選択した生き残りバスの情報系列を復号結果として出力する。また、ACS回路83は、プランチメトリックを累積加算していくことによる、ステートメトリックのオーバーフローを避けるため、例えば、全ての生き残りバスのステートメトリックからその最小値を引くことによって、適宜正規化処理を行っている。

【0064】制御回路85は、当該ビタビ復号器80に入力されたI、Q信号がOFDMシンボル内のどのサブキャリア位置に変調されていたかを示すサブキャリア番号に基づき、発生する係数1の値を変化させている。

【0065】具体的には、イコライザ8内の周波数方向補間フィルタ13において補間処理を行う際に、実際の受信値以外の値の仮の値を遅延素子内に格納した状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号から求められたプランチメトリックに対しては係数1は小さくし、実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号から求められたプランチメトリックに対しては係数1を大きくする。つまり、周波数方向補間フィルタ13において、伝送誤りが大きい部分については、ステートメトリックへの寄与度を小さくするように、係数1を制御する。

【0066】例えば、OFDMシンボル内に2048個のサブキャリアがあり、インデックスが#1、#4、#7、#10…といったサブキャリアにSP信号が挿入されており、さらに、フィルタの遅延素子の数が20個

（21タップ）であった場合には、図5に示すように、#1～#8並びに#2041～#2048のサブキャリアに変調されている信号から求められたプランチメトリックに対しては係数1を小さくし、#9～#2040のサブキャリアに変調されている信号から求められたプランチメトリックに対しては係数1を大きくする。

【0067】なお、OFDMシンボルの低周波数領域及び高周波数領域（つまり、#1～#8並びに#2041～#2048）内での係数1をさらに傾きを付けて変化させても良い。つまり、周波数方向フィルタ13において補間処理を行う場合、端部分に近い方が遅延素子内に

挿入しなければならないダミーのデータが多く、さらに伝送誤りが大きくなるためである。

【0068】以上のように本発明の実施の形態のO F D M受信装置1では、ビタビ復号を行う際に、各伝送信号が変調されていたサブキャリアのO F D Mシンボル内の位置に応じて、発生するプランチメトリックに重み付けを与える。具体的には、周波数方向補間フィルタ13内に実際の受信値以外の値を含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、つまり、伝送シンボル内の帯域端に位置するサブキャリアに変調された信号に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、つまり、伝送シンボル内の帯域の中央に位置するサブキャリアに変調された信号よりも、ビタビ復号を行う際に求められたプランチメトリックの重み付けを軽くする。

【0069】このため、本発明の実施の形態O F D M受信装置1では、誤り率が高くなると想定される信号に対してはステートメトリックへの寄与度を低くすることができるため、トータル的に伝送誤りを軽減させ、より信頼性の高いデータの復調を行うことができる。

【0070】なお、ビタビ復号を行う際のプランチメトリックの重み付けは、プランチメトリックに係数を乗算し、その係数を変化させることで行うことの実現するのみならず他の方法で行っても良い。例えば、図6に示すように、メトリックの重み付け回路を、一方の入力がプランチメトリック生成回路81とされ、他方の入力が共通の定数Cとされたセレクタ86により構成してもよい。このセレクタ86は、O F D Mシンボルの低周波数領域及び高周波数領域では、定数Cを出力し、他の領域ではプランチメトリック生成回路81から出力されたプランチメトリックを出力する。このように共通の定数Cを出力することにより、低周波数領域及び高周波数領域の受信信号はビタビ復号に影響を与えないこととなる。

【0071】

【発明の効果】本発明にかかるO F D M復調装置及び方法では、ビタビ復号を行う際に、各伝送信号が変調されていたサブキャリアの伝送シンボル内の位置に応じて、発生するプランチメトリックに重み付けを与える。例えば、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値以外の値を含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号に対しては、つまり、伝送シンボル内の帯域端に位置するサブキャリアに変調された信号

に対しては、周波数方向の補間フィルタ内に実際の受信値のみを含んだ状態で伝送路特性が求められたサブキャリアに変調された信号よりも、つまり、伝送シンボル内の帯域の中央に位置するサブキャリアに変調された信号よりも、ビタビ復号を行う際に求められたプランチメトリックの重み付けを軽くする。

【0072】このことにより、本発明では、伝送誤りを軽減させ、より信頼性の高いデータの復調を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態のO F D M受信装置のプロック構成図である。

【図2】上記O F D M受信装置内のイコライザのプロック構成図である。

【図3】上記イコライザ内の周波数方向補間フィルタの構成例を説明するための図である。

【図4】上記O F D M受信装置内のビタビ復号器の構成図である。

【図5】プランチメトリックに与える係数1の制御について説明するための図である。

【図6】上記ビタビ復号器の他の構成例を説明するための図である。

【図7】O F D M信号のガードインターバルについて説明するため図である。

【図8】O F D M信号のスキヤッタードバイロット信号の挿入位置について説明するための図である。

【図9】伝送路特性を推定する際の時間方向の補間フィルタ処理について説明するための図である。

【図10】時間方向補間フィルタにより伝送路特性を推定されたサブキャリアについて説明するための図である。

【図11】伝送路特性を推定する際の周波数方向の補間フィルタ処理について説明するための図である。

【図12】21タップのF I Rフィルタの構成を説明するための図である。

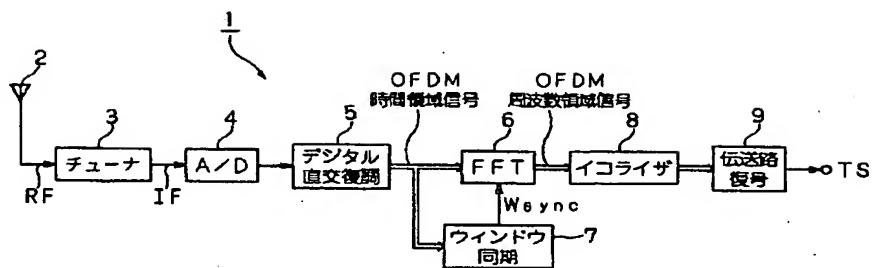
【図13】O F D Mシンボルの端部部分での周波数方向の補間処理について説明するための図である。

【図14】仮のデータを推定元として入力したため推定誤差が発生する領域について説明するための図である。

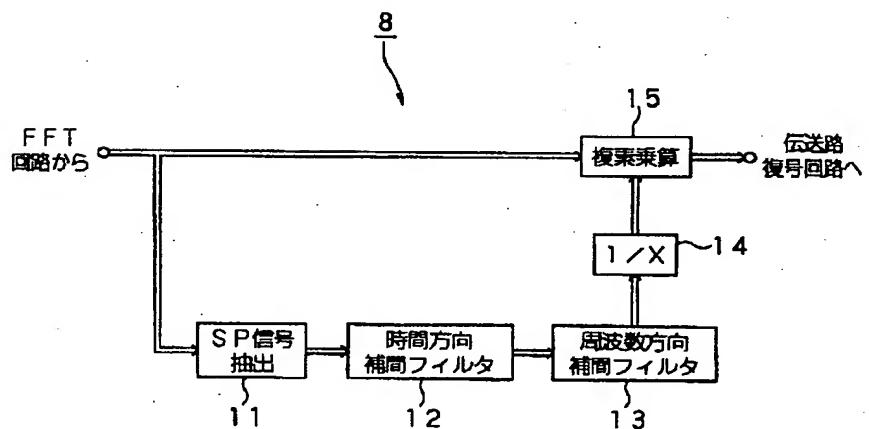
【符号の説明】

- 1 O F D M受信装置、5 デジタル直交復調装置、6 F F T演算回路、7 ウィンドウ同期回路、8 イコライザ、9 伝送路復号回路

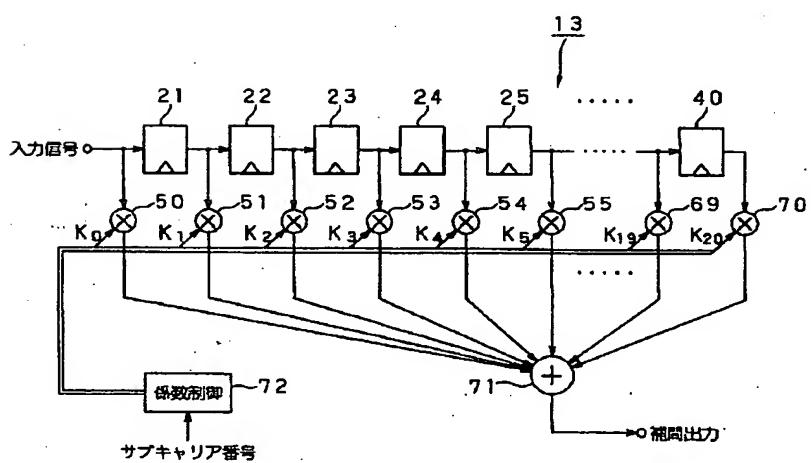
【図1】



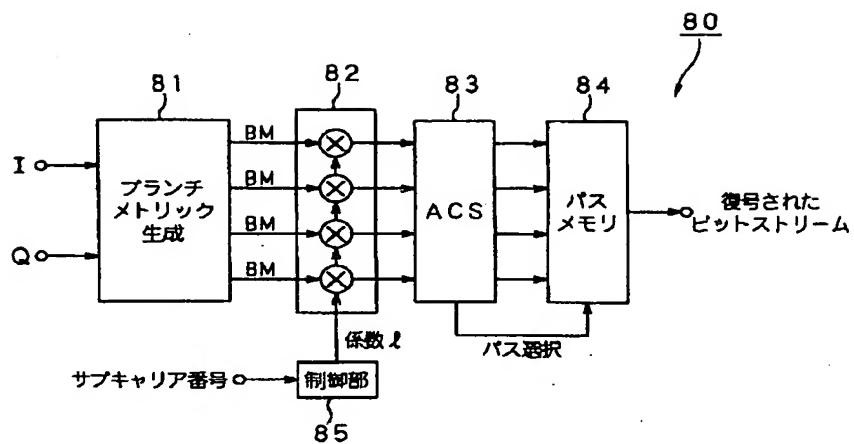
【図2】



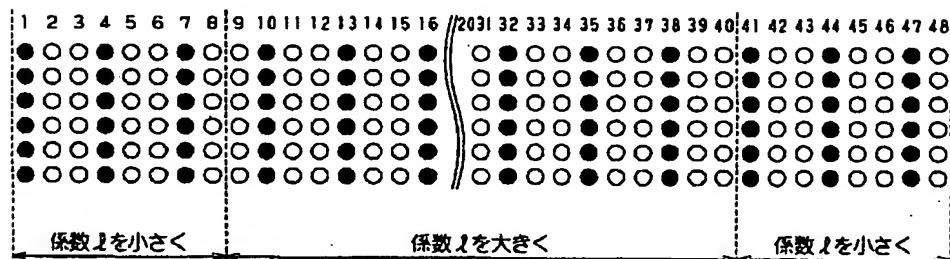
【図3】



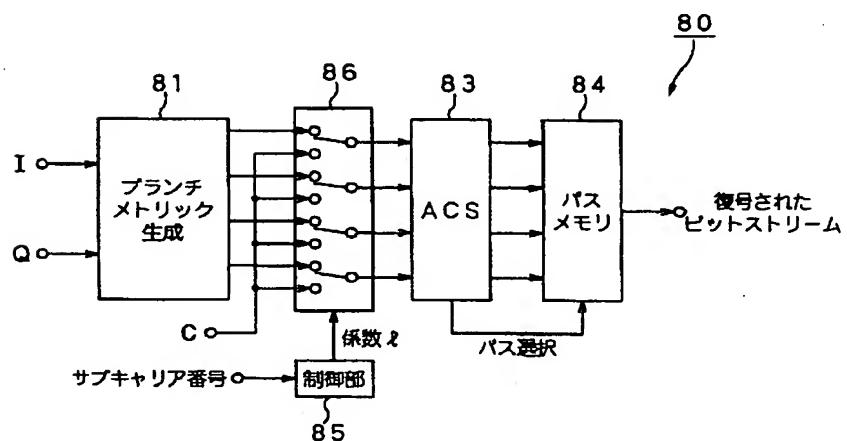
【図4】



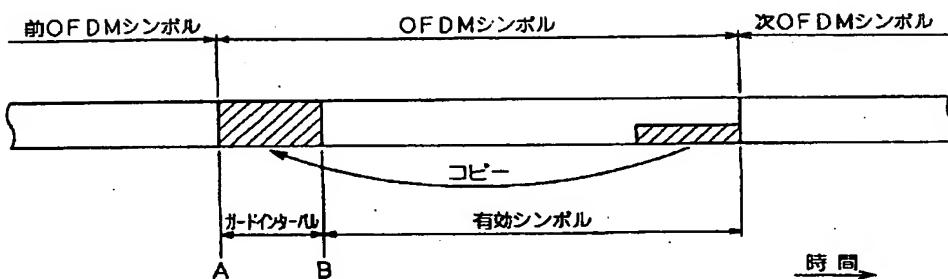
【図5】



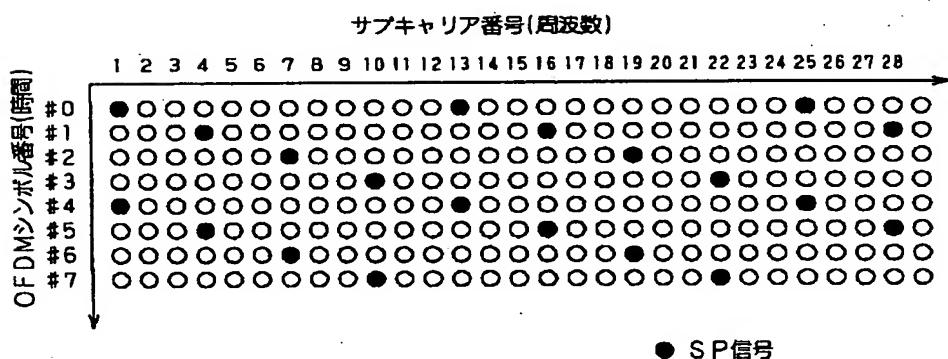
【図6】



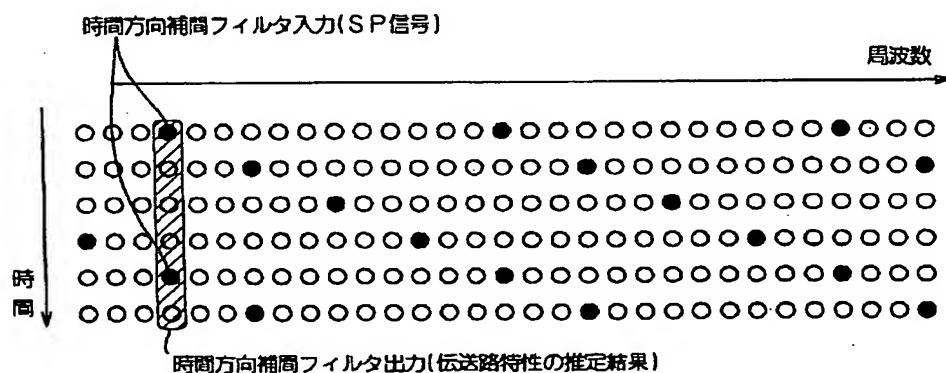
【図7】



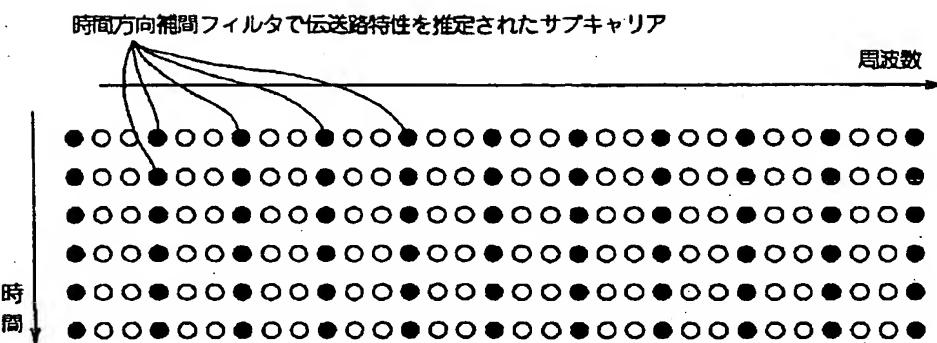
【図8】



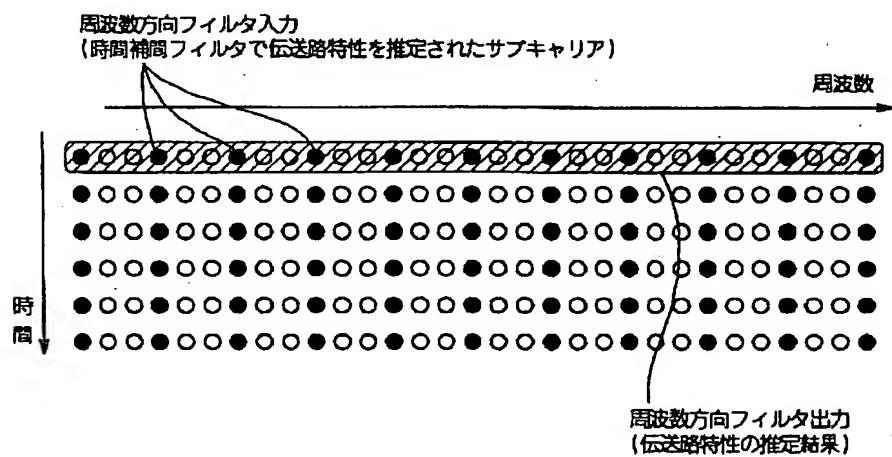
【図9】



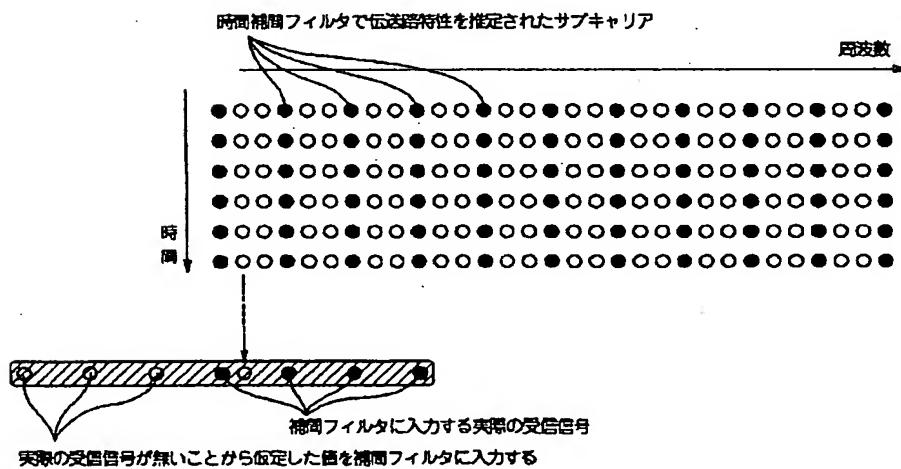
【図10】



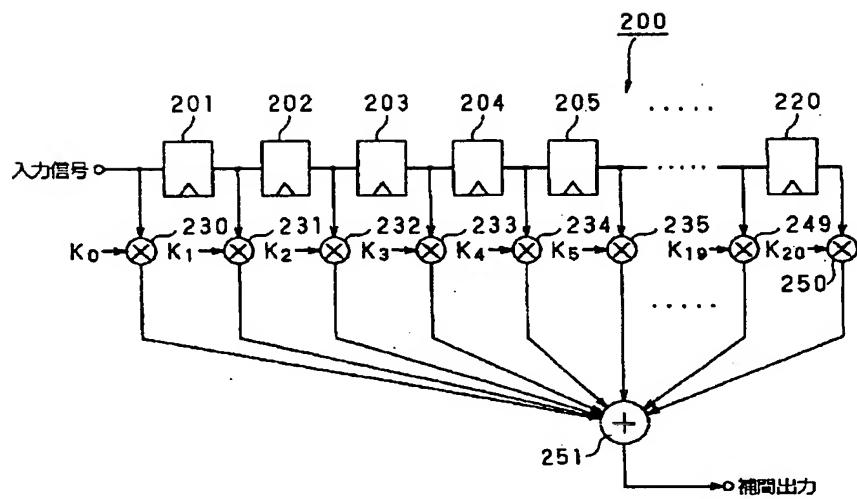
【図11】



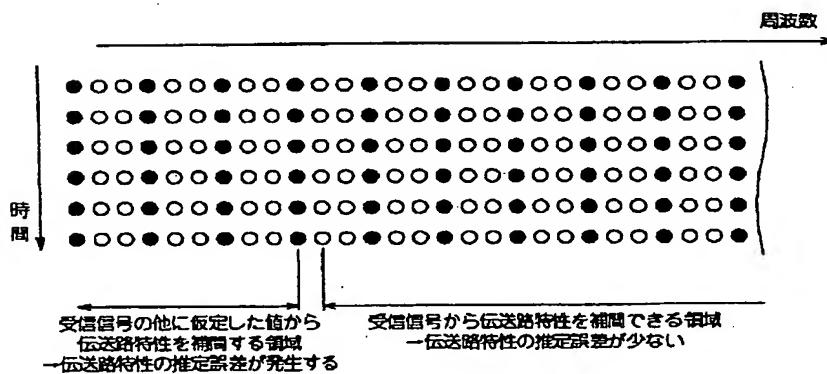
【図13】



【図12】



【図14】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J065 AA01 AB01 AC02 AD10 AF02
AH23
5K014 AA01 BA11 HA10
5K022 DD01 DD18 DD33 DD34
5K046 AA05 BA05 EE06 EE37 EE42